

Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, Feldp. 05997 H
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek, München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Spitzenspannungszeiger

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Schwundausgleich; Elektrisches und magnetisches Feld; Hochfrequenzfelder in metallischen Leitern; Gleichrichtung mit Zweipolröhren; Gegenkopplungsfragen; Berechnung der selbsttätigen Regelung

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

B 292/18

Funkauslese 18 Heft 1 April 1942

H. 1



Wieder lieferbar!

Die Mathematik des Funktechnikers

Grundlehre der praktischen Mathematik
für das Gesamtgebiet der Hochfrequenztechnik

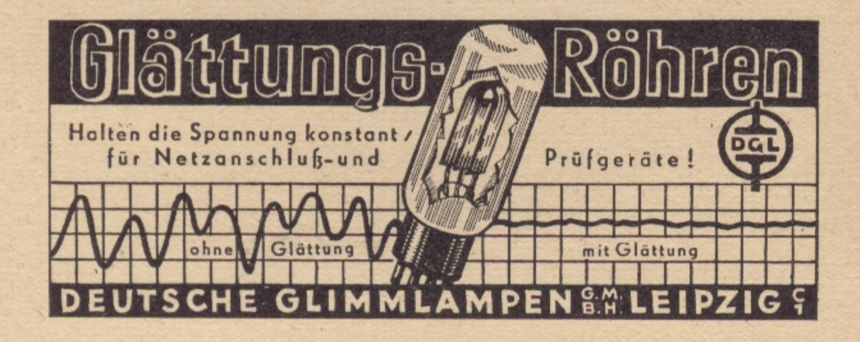
Von Ing. Otto Schmid

469 Seiten mit 304 Abbildungen und 19 Zahlentafeln. Geb. RM 27.–

„*Was der Funktechniker braucht, ist in dem systematisch aufgebauten Lehrgang für alle Fälle der Praxis einprägsam und wegweisend behandelt und erläutert.* Die Wechselwirkungen von Rechnung und Versuch sind hier wirklich praktisch vorgeführt, und es wird somit eine *Grundlage vermittelt, auf der der Funkschaffende weiterarbeiten kann.* Aufbau, Stoffwahl und klare Gliederung machen das Werk zum Selbststudium hervorragend geeignet. Zahlreiche *Übungsbeispiele aus der Praxis* zeigen Wege und Möglichkeiten zum Lösen einfacher bis schwierigster hochfrequenztechnischer Aufgaben.“
Wissen und Fortschritt, Frankfurt

Bezug durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, Pfizerstraße 5/7



Die Abschirmung der Hochfrequenzgeräte

Von Dr. O. M a c e k, München

In Sendern und Empfängern, in Verstärkern und Spannungsteilern, kurz in allen Hochfrequenzgeräten spielt die Abschirmung eine große Rolle. In diesen Geräten sollen nur die Hochfrequenzspannungen zur Wirkung kommen, die nach dem Willen des Gerätebauers schaltungsmäßig vorhanden sind. Hochfrequenzspannungen, die auf nicht schaltungsmäßigem Wege in Geräteteile hineingelangen, können die Brauchbarkeit des Gerätes sehr stark herabsetzen, ja sogar hinfällig machen. Es ist deshalb für den Gerätebauer wichtig, die Grundlagen der richtigen Abschirmung zu beherrschen. Mit diesen Grundlagen und einigen praktischen Anweisungen befaßt sich dieser Aufsatz. Auf ihn folgen Beiträge über die Eindringtiefe des Hochfrequenzfeldes in Abschirmwände sowie über die Erdungsfragen.

Die Abschirmung der Spulen

Die Abschirmung der Spulen ist besonders wichtig, da das magnetische Feld der Spulen in allen umgebenden Metallteilen Hochfrequenzspannungen verursacht, die Ströme zur Folge haben. Zwar kann man die Streufelder der Spulen durch Anwendung von Topfkernen aus Hochfrequenzeisen klein machen, da hierbei der größte Teil des Feldes im Hochfrequenzeisen verläuft, doch sind die mittleren Permeabilitäten der verschiedenen Hochfrequenzeisensorten zu gering, um das Streufeld hinreichend unterdrücken zu können.

Da elektromagnetische Hochfrequenzfelder in leitende Metallwände nur wenig eindringen, ist es möglich, einen Raum gegen einen elektromagnetischen Strahler also auch z. B. gegen eine Spule dadurch abzuschirmen, daß man den Strahler mit einer Abschirmung aus gut leitendem Werkstoff von genügender Wandstärke umgibt. Das Feld der Spule dringt dabei von der Innenseite in die Wand des Abschirmtopfes ein.

Für Rundfunkfrequenzen von etwa 100 kHz aufwärts genügt bei Aluminium-Abschirmtöpfen eine Wandstärke von Bruchteilen eines Millimeters, um das Feld so weit zu schwächen, daß an der Außenseite des Topfes nur mehr kleine, fast stets unschädliche Spannungen auftreten. Diese Restspannungen haben ihrerseits nach außen abgestrahlte elektromagnetische Wellen zur Folge, die jedoch so schwach sind, daß sie lediglich in sehr empfindlichen Geräten stören.

Um bei geringem Aufwand an gut leitendem Werkstoff eine hinreichende mechanische Festigkeit zu erzielen, kann man für Frequenzen über 100 kHz als Werkstoff für die Spulen-Abschirmbecher auch innen verkupfertes Eisen oder innen mit einer anderen gut leitenden Schicht z. B. mit Aluminium überzogenes Eisen verwenden.

Die für eine Schwächung auf 1% der ursprünglichen Leistungsdichte notwendige Wandstärke des gut leitenden Werkstoffes kann aus einem im nächsten Heft erscheinenden Kennlinienbild entnommen werden. Für tiefere Frequenzen ist das Eisen selbst das beste Abschirmmaterial, während es für höhere Frequenzen wegen der Ummagnetisierungsverluste und wegen seiner geringeren Leitfähigkeit ungeeignet wäre. Ein im Innern der Eisenabschirmung angebrachter gut leitender Überzug grenzt jedoch die zu hohen Frequenzen gehörigen Felder vom Eisen ab, weshalb sich solche Abschirmungen für große Frequenzbereiche sehr gut eignen.

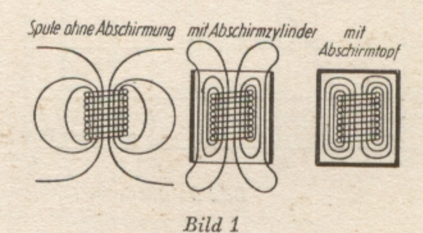


Bild 1

Der Abschirmtopf bildet gemäß Bild 1 zusammen mit der Spule einen Übertrager, wobei der Topf als kurzgeschlossene Wick-

lung mit sehr geringem Leitungswiderstand wirkt. Durch einen derartigen Kurzschlußring werden außer der Induktivität der Spule auch ihre Verluste und mit diesen beiden Größen ihre Güte beeinflußt. Der Leitungswirkwiderstand der stromdurchflossenen Schicht des Abschirmtopfes überträgt sich teilweise mit dem Quadrat des Windungszahlenverhältnisses in die Wicklung der Spule. Dieser übertragene Widerstand tritt zu dem Verlustwiderstand der Spule hinzu und setzt so die Spulengüte herab, was durch die Verminderung der Induktivität noch etwas unterstützt wird.

Wenn man bei derselben Spannung den Strom mißt, der mit und ohne Abschirmung durch die Spule fließt (I_{sch} und I_0), und den Ausdruck $S = 1 - \frac{I_0}{I_{sch}}$ bildet, so ist dieser ein Maß für die Güte der Abschirmung des Schirmtopfes. Man nennt S den Schirmfaktor. I_{sch} ist immer größer als I_0, weil der Topf als Kurzschlußwicklung wirkt. Die Schirmwirkung wäre dabei um so besser, je größer I_{sch} im Verhältnis zu I_0 ausfällt. Bild 2 zeigt den Schirmfaktor für einen Kupferabschirmtopf mit 0,3 mm Wandstärke und einem gegen die Zylinderspule ungefähr 1,4fachen Durchmesser abhängig von der Frequenz. Man sieht, daß für Frequenzen über 10^4 Hz der Einfluß der

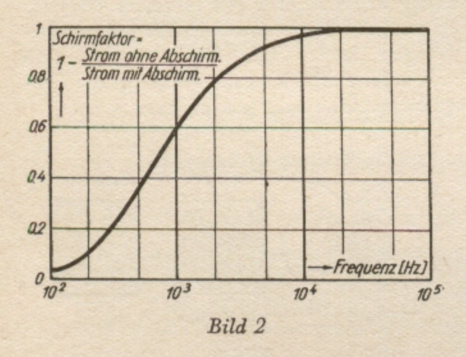


Bild 2

Abschirmung sehr groß ist. Für tiefere Frequenzen muß Eisen verwendet werden.

Eine vollkommene Abschirmung der Spule kann durch den Abschirmtopf nicht erreicht werden, weil er für die Zuleitungen Löcher enthalten muß, durch die das Spulenfeld durchgreift. Weit stärker wirkt sich aus, daß die Zuleitungen außerhalb des Abschirmtopfes Felder erzeugen.

Mehrfachabschirmung

Für sehr empfindliche Geräte wie Meßsender, die Spannungen von einigen Mikrovolt liefern sollen (z. B. Empfänger-Prüfsender), ist es deshalb notwendig, diese Felder durch einen zweiten, äußeren Abschirmkasten – und unter Umständen durch noch einen dritten – unwirksam zu machen: Man baut den eigentlichen Senderteil in einen inneren Kasten ein und bringt diesen sowie die übrigen Teile, wie Netzteil, Modulationsstufe usw. in einem zweiten (äußeren) Kasten unter (Bild 5). Dieser Aufbau ist nur erfolgreich, wenn ein Durchgreifen der Felder durch Öffnungen, über Zuleitungen, über die Achsen der Drehkondensatoren oder der Potentiometer usw. vermieden wird. Dazu ist eine besondere Anordnung der Bauelemente notwendig.

Abschirmung des eigentlichen Senderteiles eines Meßsenders

Für die Wandstärke des Abschirmkastens, der den eigentlichen Senderteil umschließt, muß im Kennlinienbild der Arbeit über die Eindringtiefe die niedrigste vorkommende Frequenz zugrunde gelegt werden. Die Leitungen, die Hochfrequenzenergie führen, dürfen der Innenfläche des Abschirmkastens nicht zu nahe kommen, damit über die so entstehenden Kapazitäten keine zu hohen Ströme fließen können, deren Frequenzabhängigkeit zu Störungen der Gleichmäßigkeit der vom Sender gelieferten Hochfrequenzspannung führt.

Besondere Sorgfalt ist den Durchführungen der Leitungen zu widmen. Da sich die hochfrequenten Schwingungen auch entlang der Gleichstromleitungen fortpflanzen, müssen diese zunächst durch ein wirksames Tiefpaßfilter für Hochfrequenz gesperrt werden. Das Filter soll unmittel-

bar an der Durchgangsstelle angebracht werden, damit hinter dem Filter keine Einstreuung von Hochfrequenz mehr stattfinden kann. Man benutzt vielfach Filter nach Art des halbschematischen Bildes 3.

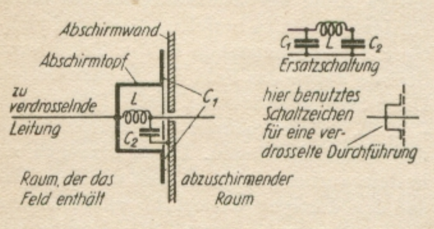


Bild 3

Der Kondensator des Filters soll möglichst induktionsarm sein. Die Grenzfrequenz des Filters wird so gelegt, daß es den Frequenzbereich des Senders noch mit erfaßt. Zweiseitige Verdrosselungen werden gemäß Bild 4 aufgebaut.

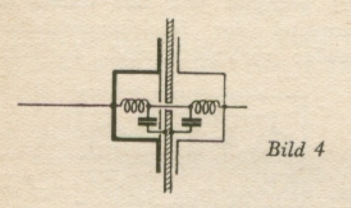


Bild 4

Auf solche Weise verdrosselt man die Anoden- und Heizleitungen sowie gegebenenfalls die Schirmgitter- und Modulationsspannungsleitungen usw., wobei der Wert des die Drossel durchfließenden Gleichstromes für die Drosselabmessungen maßgebend sein kann.

Die Drehkondensator- und Potentiometer-Achsen, die aus der Abschirmung herausragen, müssen geerdet sein und von einer in der Abschirmwand sitzenden Buchse eng umschlossen werden. Zwischen der nach außen herausragenden Achse und der eigentlichen im Inneren befindlichen Achse ist eine isolierende Kupplung einzufügen, da die Schaltung selbst nur an einer Stelle mit dem Schirm verbunden werden darf, wie das in dem Aufsatz über die Erdungsfragen näher erläutert wird.

Die äußere Abschirmung eines Meßsenders

Die äußere Abschirmung darf, besonders bei Ultrahochfrequenz, der inneren an keiner Stelle so nahekommen, daß dadurch größere Kapazitäten entstehen, da im allgemeinen zwischen der äußeren und inneren Abschirmung Hochfrequenzspannungen vorhanden sind. Die Werte der über die Kapazitäten fließenden Ströme erweisen sich im allgemeinen als frequenzabhängig, so daß diese Ströme bei größeren Werten die Gleichmäßigkeit und Frequenzunabhängigkeit der vom Sender gelieferten Hochfrequenzspannung beeinträchtigen können.

Die Hochfrequenz-Energieleitung wird konzentrisch, bei symmetrischen Anordnungen doppeltkonzentrisch, und geschirmt ausgeführt. Die Abschirmung dieser Leitung, die durch die Wände beider Abschirmkästen hindurchgeht, soll die einzige metallische Verbindung zwischen ihnen bilden. Die Abschirmung der Leitung soll für die ganze Senderschaltung als „Erdleitung" dienen (siehe Bild 5). Die allseitige und durchgehende Abschirmung

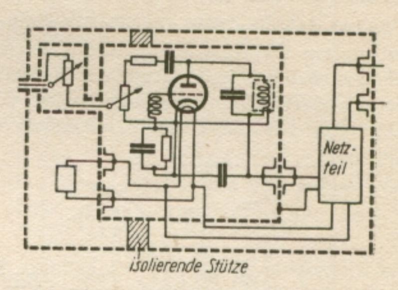


Bild 5

ist auch bei Einschaltung von weiteren Schaltelementen, wie Spannungsteilern usw. in die Hochfrequenzleitung nötig.

Abschirmung der Empfänger und Verstärker

Bei Empfängern soll nur die von der Antenne oder von einer Wechselspannungsquelle an den Eingang gelieferte Spannung verstärkt werden. Vorhandene elek-

tromagnetische Felder dürfen nicht auf andere Teile der Schaltung einwirken und dort Hochfrequenzspannungen erzeugen, deren Größenordnungen der der zu verstärkenden Spannung nahekommen. Deshalb wird entweder der ganze Empfänger oder alles, was an ihm beeinflußt werden könnte, in einen allseits geschlossenen Kasten eingebaut, von dessen Dicke und Ausführung grundsätzlich dasselbe gilt, wie für die Abschirmkästen der Sender. Bei den Empfängern muß allerdings beachtet werden, daß hier die Störfelder für die empfindlichen Anfangsstufen größtenteils von außen kommen und nach innen eindringen, während sie bei den Endstufen in der Hauptsache von inneren Schaltelementen ausgehen und nach außen dringen. Durch die Felder der Endstufen bildet sich möglicherweise eine Rückkopplung aus, die Störungen verursachen und leicht bis zur Eigenerregung führen kann, womit das Gerät unbrauchbar würde. Daher ist es nötig, die Abschirmung der Anfangsstufen gegen die Endstufen besonders wirksam auszubilden.

Fächerbauweise der Verstärker

Es hat sich eine Bauweise für Verstärker und andere ähnliche Schaltungen herausgebildet, bei der jeder Stufe des Verstärkers ein eigenes Fach zugeordnet wird, wie Bild 6 das für einen Breitbandverstärker

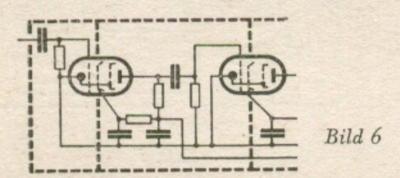


Bild 6

zeigt. Die Trennwände legt man so, daß der Gitterkreis und der Anodenkreis derselben Röhre in verschiedene Fächer kommen. Viele Röhren und vor allem auch die Röhrenfassungen der Metallröhren sind für diese Bauart derart eingerichtet, daß die Abschirmwand in der Fassung und durch den Kolben der Röhre fortgesetzt werden kann.

Die Fächerbauweise hat einen Nachteil. Wie man aus Bild 6 sieht, ist jeweils eine Trennwand beiden Stufen gemeinsam. In dieser gemeinsamen Wand fließen Ströme, vor allem, wenn versäumt wird, Kathode, Schirmgitter und das spannungsseitige Ende des Anodenkreises auf einen einzigen Punkt zu beziehen! Auch bei richtiger Erdung entstehen in der Trennwand Ströme durch das Feld des Anodenkreises. Diese Ströme können bei tiefen Frequenzen – z. B. Hörfrequenzen – beträchtlich in die Wand eindringen. Dabei erzeugen sie in dem vorhergehenden Fach ein Feld, das auf den dortigen Gitterkreis einwirkt und so zu unerwünschten Rückkopplungen führen kann.

Die Einzelzellenbauweise bei Verstärkern und Empfängern

Für sehr empfindliche Geräte verwendet man besser eine Bauweise, gemäß Bild 6, bei der die einzelnen Stufen voneinander getrennt und nur durch den Schirmmantel der Hochfrequenzleitung miteinander verbunden sind. In Bild 7

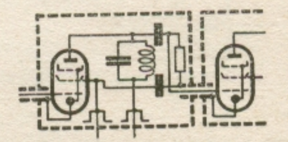


Bild 7

sind die Stufen einzeln aufgebaut und abgeschirmt, sowie derart verdrosselt, wie das für den Meßsender geschildert wurde.

Für die Verteilung der Schaltung auf die Einzelkästen gibt es zwei Möglichkeiten: Man kann die Aufteilung so vornehmen, daß die Röhren entweder am Anfang (wie in

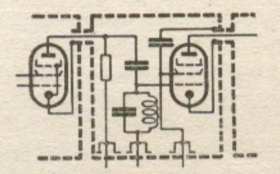


Bild 8

Bild 7) oder am Ende (wie in Bild 8) einer Teilschaltung auftreten.

Bei der Ausführung nach Bild 7 liegt die Röhre mit ihrem Gitter möglichst

nahe am Eingangskanal und die Kathode liegt entweder direkt oder über eine induktivitätsarme Kapazität an der Abschirmung der Leitung. Der Gitterableitwiderstand hat möglichst kleine Abmessungen. Der Anodenkreis befindet sich in derselben Zelle wie die zugehörige Röhre. Diese Bauart ist besonders für Verstärker ohne Gitterkreis und mit umfangreicherem Anodenkreis günstig, weil hierbei in der Zelle auch abgestimmte Kreise und Entzerrungsdrosseln leicht Platz finden.

Bei der zweiten Ausführung (Bild 8) befindet sich die Röhre am Ende der Zelle und der zu ihr gehörige Anodenkreis in der nächsten Zelle, wobei das Schirmgitter auf die Schirmleitung bezogen wird. Diese Ausführung eignet sich für Schaltungen mit Abstimmelementen oder Entzerrungsdrosseln im Gitterkreis besonders gut. Sie ist auch vorteilhaft bei Bandfilterkopplung zwischen Anodenkreis der ersten und Gitterkreis der zweiten Röhre.

Beide Ausführungen haben sich bei langen und kurzen Wellen bewährt. Die erste ist die häufiger angewandte.

Abschirmung der Verbindungsleitungen

Es ist selbstverständlich, daß für empfindliche Geräte die Abschirmung auch auf die Verbindungsleitungen ausgedehnt werden muß. Am besten eignet sich für die abgeschirmte Weitergabe von unsymmetrischen Hochfrequenz- und Tonfrequenzspannungen und -strömen die konzentrische Rohrleitung. Für symmetrische Systeme, bei denen beide Leitungen gegen den Schirmmantel gleich große und gegenphasige Spannungen führen, verwendet man doppeltkonzentrische Leitungen.

Bei konzentrischen Kabeln besteht die äußere Hülle entweder aus Drahtgeflecht oder dünner Folie aus Kupfer oder Aluminium. Als Nichtleiter dient entweder Luft, wobei der Innenleiter nur durch wenige Scheiben aus einem keramischen Material oder auch aus einem Kunststoff wie Trolitul usw. oder aber durch Haltefäden getragen wird. Die Kabel haben allerdings die unangenehme Eigenschaft, daß sich ihr Wellenwiderstand bei Biegungen verändert. Dies spielt bei normalen Frequenzen nur eine untergeordnete Rolle, macht die Kabel aber für die höchsten Frequenzen unbrauchbar.

Die Verbindung zwischen Kabel und Gerät geschieht mittels eines konzentrischen Steckers bzw. doppeltkonzentrischen Steckers, der möglichst denselben Wellenwiderstand wie das Kabel haben soll, um bei kurzen Wellen Störungen durch Teilreflexionen an den Stoßstellen zu vermeiden.

Mehrschichtenschirme

Mehrschichtenschirme, insbesondere Dreischichtenschirme aus Kupfer-Eisen-Kupfer haben sich bei tiefen Frequenzen bis hinauf zu Frequenzen von ungefähr 100 kHz den homogenen Schirmen überlegen gezeigt. Dies hat seine Ursache in dem günstigen Zusammenwirken der zwischen den einzelnen Trennflächen mehrfach zurückgeworfenen Felder, die sich bei ihrer Überlagerung gegenseitig schwächen. Darüber soll in einem späteren Aufsatz berichtet werden.

Schrifttum

L. Brandt, Vereinfachte Meßsender zur Untersuchung von Empfängern, Telefunken-Ztg. 15, Nr. 69 (1934), S. 36.

J. Hak, Abschirmung von eisenlosen Spulen durch Platten und geschlossene Gefäße, Hochfrequenztechn. u. Elak. 45 (1935), S. 14.

N. Hillers, Die Abschirmung des magnetischen Feldes von Zylinderspulen, Telefunken-Zeitung Nr. 62 (Dezember 1932), S. 13–28.

W. Lampe u. E. Ferroni, Messung der Abschirmwirkung eines Faraday-Käfigs bei Rundfunkfrequenzen, Phys. ZS. 38 (1937), S. 637, Nr. 17.

H. Nitsche, Meßsender für einen Frequenzbereich von 100 kHz bis 100 MHz, ATM, Z 42–14, Mai 1939.

Siemens & Halske, Meßgeräte für die Fernmeldetechnik, Katalog.

Spitzenspannungszeiger mit Zweipolröhren

Von Dr.-Ing. F. Bergtold

Spitzenspannungszeiger mit Zweipolröhren sind viel im Gebrauch und lassen sich recht einfach herstellen. Der vorliegende Aufsatz bringt einen Überblick über die Arbeitsweise, sowie einen Einblick in die Bemessungsfragen. Auf das Verhalten bei sehr hohen Frequenzen und die damit zusammenhängenden Bemessungsfragen wird in einem weiteren Aufsatz eingegangen.

Die Grundschaltungen

Diese Spannungszeiger sind den mit Zweipolröhren bestückten Empfangsgleichrichtern grundsätzlich gleich. Sie enthalten somit als Hauptteile:

eine Zweipolröhre,
einen Ladekondensator,
einen Ableitwiderstand und, zusätzlich,
einen hochempfindlichen Gleichstromzeiger.

Für die Zusammenschaltung der Röhre und des Ableitwiderstandes gibt es zwei Möglichkeiten:

Nebeneinanderschaltung (Bild 1) und
Hintereinanderschaltung (Bild 2).

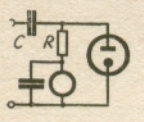


Bild 1

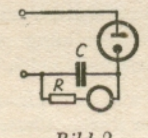


Bild 2

Der Stromzeiger liegt in beiden Fällen in der Reihe mit dem Widerstand. In der Schaltung nach Bild 1 benötigt man für den Stromzeiger einen besonderen Überbrückungskondensator, während in der Anordnung nach Bild 2 der zur Gleichrichterschaltung gehörige Kondensator gleichzeitig als Überbrückungskondensator wirkt. Man zieht jedoch im allgemeinen die Schaltung nach Bild 1 vor, weil sie gegen Gleichspannung abgeriegelt ist.

Arbeitsweise

Der Übersichtlichkeit halber lassen wir zunächst den Stromzeiger und für Bild 1 auch den zugehörigen Überbrückungskondensator beiseite. Außerdem ersetzen wir die beliebige Schaltung an der eine Spannung gemessen werden soll, durch eine Stromquelle (Bilder 3 und 4).

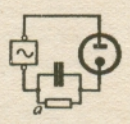


Bild 3

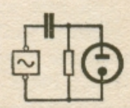


Bild 4

Wie bei Messungen mit gewöhnlichen Spannungszeigern muß auch hier natürlich der wirksame Innenwiderstand der Meßanordnung groß gegen den Wechselstrom-Innenwiderstand der Stromquelle sein. Außerdem aber muß hier bei der Schaltung nach Bild 2 der Gleichstromwert des Ableitwiderstandes groß gegen den Gleichstromwert des Innenwiderstandes der Stromquellen sein. Wir wollen diese beiden Voraussetzungen als gegeben annehmen. Damit werden die beiden Schaltungen gleichwertig, wenn nämlich der Gleichstromwiderstand der Stromquelle belanglos ist, wird es gleichgültig, an welche der beiden Stromquellenklemmen wir den Ableitwiderstand anschließen. Wir dürfen z. B. in Bild 3 zunächst die beiden Teile der Reihenschaltung aus Röhre und Widerstandskondensatorglied miteinander

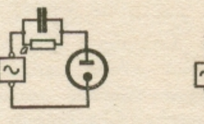


Bild 5

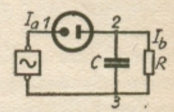


Bild 6

vertauschen (Bild 5) und dann das Ende *a* des Ableitwiderstandes von der oberen Stromquellenklemme wegnehmen und an die untere Klemme anschließen. Hiermit ist die Schaltung gemäß Bild 4 erreicht. Wir können uns also bei der Betrachtung der Arbeitsweise der Gleichrichterschaltung auf Bild 5 beschränken.

Das Bild 5 dürfen wir schließlich in Bild 6 umzeichnen, wobei wir die Schaltung von Bild 5 auf den Kopf stellen.

Die grundsätzliche Arbeitsweise

Jeweils, wenn die Wechselspannung der Stromquelle (Bild 7), von der oberen zur unteren Klemme gerechnet, das negative

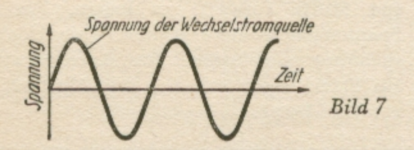


Bild 7

Vorzeichen aufweist und einen genügend hohen Wert erreicht, gehen Elektronen von der Kathode der Röhre nach ihrer Anode über. Dabei wird der Kondensator stoßweise aufgeladen.

In Bild 8 sehen wir, wie die Spannung an der Wechselstromquelle jedesmal kurz

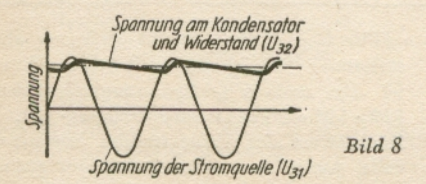


Bild 8

vor dem Erreichen ihres Höchstwertes die Kondensatorspannung übersteigt und wie infolge des damit einsetzenden Ladestromes die Kondensatorspannung wächst. Wir erkennen weiter, wie die Wechselspannung kurz nach Erreichen ihres Höchstwertes unter die inzwischen höher gewordene Kondensatorspannung sinkt, womit der Ladestrom unterbunden wird und die Kondensatorspannung nun unter dem Einfluß des im Ableitwiderstand fließenden Stromes zu sinken beginnt.

Bild 9 zeigt uns zwei der zu den Spannungen vom Bild 8 gehörigen Ströme: den Röhrenstrom, der von der Wechselstromquelle geliefert wird und durch die Zweipolröhre geht, sowie den Strom, der den Ableitwiderstand durchfließt. Zu beiden Strömen gehört für dieselbe Zahl von ganzen Perioden die gleiche (z. B. in Am-

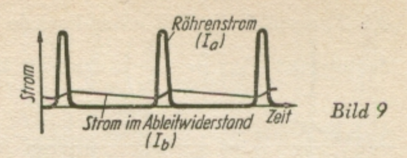


Bild 9

peresekunden angebbare) Elektrizitätsmenge. Mitunter findet man von den in der Schaltung enthaltenen Spannungen statt Bild 9 eine Darstellung nach Bild 10.

Bemessung der Schaltung

Vor allem muß, wenn einigermaßen frequenzunabhängig gemessen werden soll, die Entladung des Kondensators so langsam



Bild 10

vor sich gehen, daß die Spannung auch bei der tiefsten in Betracht kommenden Frequenz zwischen zwei Ladestromstößen nicht nennenswert absinken kann. Das Absinken der Spannung steht mit der Zeit-

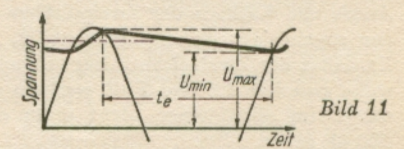


Bild 11

konstanten $C \cdot R$ (Bild 6) in folgendem Zusammenhang:

$$\frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{t_{e\,\text{sec}}}{C_{\mu\text{F}} \cdot R_{\text{M}\Omega}},$$

was folgendermaßen begründet ist:

Würde der Kondensator gleichmäßig völlig entladen, so fiele damit die Kondensatorspannung von dem Wert $U_{\max}$ in der Zeit $C \cdot R$ bis auf den Wert 0 ab. Für die hier in Frage kommenden, verhältnismäßig kurzen Entladungszeiten kann hinreichend genau mit gleichmäßiger Entladung gerechnet werden. Die Entladezeit t_e liegt im vorliegenden Fall ganz ungefähr bei

0,8 T, wenn T die Zeit einer Periode bedeutet $\left(0{,}8\ T_{sec} = \frac{0{,}8}{f_{Hz}}\right)$, das gibt hier:

$$\frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max}} = \frac{0{,}8}{f_{Hz} \cdot C_{\mu F} \cdot R_{M\Omega}} \quad \text{oder}$$

$$\frac{800\,000}{f_{Hz} \cdot C_{pF} \cdot R_{M\Omega}}, \quad \text{also}$$

$$(C_{pF} \cdot R_{M\Omega})_{min} = \frac{800\,000 \cdot U_{max}}{f_{Hz} \cdot (U_{max} - U_{min})}.$$

Dazu gehört folgende Zahlentafel:

$100 \cdot \frac{U_{max} - U_{min}}{U_{max}}$	$(C_{pF} \cdot R_{M\Omega})_{min}$ für folgende Frequenzen						
	10 Hz	100 Hz	1 kHz	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz
1%	$8 \cdot 10^6$	$800 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$	800	80	8
2%	$4 \cdot 10^6$	$400 \cdot 10^3$	$40 \cdot 10^3$	$4 \cdot 10^3$	400	40	4
5%	$1{,}6 \cdot 10^6$	$160 \cdot 10^3$	$16 \cdot 10^3$	$1{,}6 \cdot 10^3$	160	16	1,6
10%	$800 \cdot 10^3$	$80 \cdot 10^3$	$8 \cdot 10^3$	800	80	8	0,8

Unabhängig davon gilt noch für die Kapazität C und für den Widerstand R im Einzelnen:

Die Kapazität C muß groß sein gegen die Summe aus der Kapazität zwischen Anode und Kathode der Zweipolröhre und der zugehörigen Schaltungskapazität. Die Kapazität der Zweipolröhre liegt üblicherweise zwischen 1,5 und 3 pF, weshalb man mit C im allgemeinen nicht unter etwa 200 pF gehen sollte.

Der Widerstand R wird zweckmäßigerweise groß gegen die Summe aus dem Innenwiderstand der Zweipolröhre und dem (geschätzten) Durchschnittswert für die Innenwiderstände der Schaltungen, an denen gemessen werden soll, gewählt. Die Summe der Innenwiderstände beläuft sich etwa auf einige Tausend Ohm, weshalb es günstig ist, für den Ableitwiderstand etwa 0,1 MΩ als Mindestwert zu wählen. Zu groß darf der Wert des Ableitwiderstandes aber auch nicht sein, weil sonst der Ableitstrom zu gering ausfällt. Steht z. B. ein Stromzeiger mit einem Meßbereich von 0,1 mA zur Verfügung, so sollte der Ableitwiderstand für einen Spannungsmeßbereich von 20 V mit höchstens $\frac{20\ \text{V}}{0{,}1\ \text{mA}} = 200\ \text{k}\Omega$ gewählt werden, da sich der Stromzeigermeßbereich sonst nicht ausnutzen läßt.

Bemessungsbeispiel

Es sei ein Spitzenspannungsanzeiger für Spannungen bis zu 10 V mit Frequenzen von 50 Hz aufwärts zu bauen. Für die Spannungsschwankung seien 5% der Höchstspannung zugelassen. Zur Anzeige stehe ein Stromzeiger mit 0,2 mA Meßbereich zur Verfügung.

Für $C_{pF} \cdot R_{M\Omega}$ ergibt sich aus obenstehender Beziehung mit den Werten 50 Hz und 5% Spannungsschwankung $320 \cdot 10^3$ pF · MΩ oder 320 μF · kΩ. Als Höchstwert des Widerstandes kommt für volle Ausnutzung des Instrumentenmeßbereiches in Betracht: $\frac{10\ \text{V}}{0{,}2\ \text{mA}} = 50\ \text{k}\Omega$.

Damit wird die Kapazität $\frac{320}{50}$ = rd. 6 μF.

Der Eigenverbrauch

Werden Spannungen gemessen, die etwa 0,8 V übersteigen, so gilt für die Zweipolröhre, die durch die am Ableitwiderstand auftretende Gleichspannung vorgespannt ist, mit hinreichender Genauigkeit:

Durchschnittswert des Dämpfungswiderstandes = Ableitwiderstand : 2.

Während der Aufladezeiten des Kondensators tritt der Dämpfungswiderstand jedoch mit wesentlich geringeren Werten auf. Mit dem Durchschnittswert darf nur gerechnet werden, wenn es sich z. B. um Messungen an einem Schwingkreis oder an

einer Anordnung handelt, in der zwischen beiden Meßpunkten eine hinreichend große Kapazität liegt.

Der Zusammenhang zwischen den Werten des durchschnittlichen Dämpfungswiderstandes und des Ableitwiderstandes kann folgendermaßen gefunden werden: Im Ableitwiderstand verbrauchte Gleichstromleistung $= \frac{\text{Gleichspannung}^2}{\text{Ableitwiderstand}}$. Dieser Leistung ist gleich die Dämpfungsleistung $= \frac{(\text{Wirksamer Wert der Wechselspannung})^2}{\text{Dämpfungswiderstand}}$.

Für zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselspannungen gilt:

$$\text{Wirksamer Wert}^2 = \text{Spitzenwert}^2 : 2.$$

Mit dem Spitzenwert erhalten wir durch Gleichsetzen der beiden Leistungen:

$$\frac{\text{Gleichspannung}^2}{\text{Ableitwiderstand}} = \frac{\text{Wechselspannungsspitzenwert}^2}{2 \cdot \text{Dämpfungswiderstand}} \quad \text{oder}$$

$$\text{Dämpfungswiderstand} = \text{Ableitwiderstand} \cdot \left(\frac{\text{Wechselspannungsspitzenwert}}{\text{Gleichspannung}}\right)^2 : 2.$$

Das als Faktor im Quadrat auftretende Spannungsverhältnis ist nahezu gleich 1. Berücksichtigen wir das, so erhalten wir den oben angegebenen Zusammenhang.

Für die Schaltung nach Bild 1 kommt zum Leitwert des Dämpfungswiderstandes noch der Leitwert des Ableitwiderstandes selbst hinzu, der über den Kondensator C ständig an der zu messenden Wechselspannung liegt. Das gibt für Bild 1:

$$\text{Dämpfungswiderstand} = \text{Ableitwiderstand} : 3.$$

Bei zeitlich nicht sinusförmigen Spannungen kann die Rechnung mit einem durchschnittlichen Dämpfungswiderstand zu ziemlichen Fehlern führen.

Die Kennlinien

Den Zusammenhang zwischen dem wirksamen Wert der Wechselspannung, der

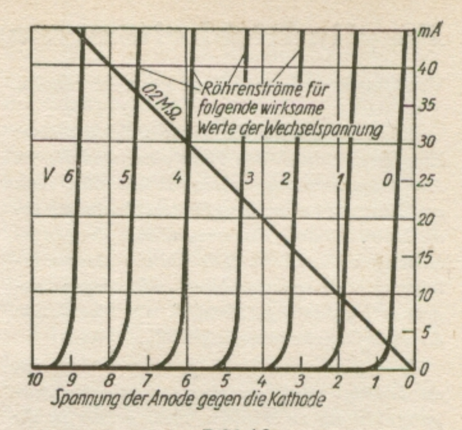


Bild 12

Gleichspannung und dem Gleichstrom vermittelt das Kennlinienbild 12, das in der Schaltung nach Bild 13 aufgenommen wer-

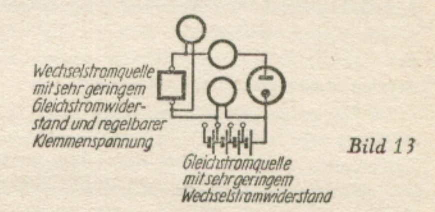


Bild 13

den kann, und in das man die Widerstandsgerade zu dem gewählten Wert des Ableitwiderstandes einträgt.

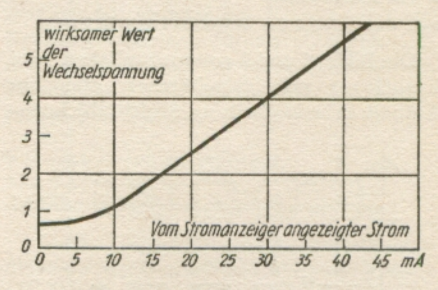


Bild 14

Aus dem Kennlinienbild 12 läßt sich mit Hilfe der eingetragenen Widerstandsgeraden die Eichkurve des Röhrenspannungszeigers (Bild 14) entnehmen.

Empfindlichkeitsmessungen

Von Oberingenieur A. P e r g e r, Pforzheim

Bekanntlich wird die Empfindlichkeit eines Empfängers durch den Wert einer modulierten Hochfrequenzspannung ausgedrückt, den man am Eingang eines Empfängers benötigt, um an dessen Ausgang eine vorbestimmte Ausgangsleistung zu erhalten. Die übliche Ausgangsleistung, die man solchen Messungen zugrunde legt, beträgt 50 mW, *die Modulation der Hochfrequenzspannung 30%.*

Je kleiner nun die Eingangsspannung ist, die benötigt wird, um eine vorbestimmte Ausgangsleistung zu erhalten, desto größer ist die Gesamtverstärkung des Gerätes und somit auch seine gemessene Empfindlichkeit. Demnach könnte man annehmen, daß zwei Empfänger mit gleichen gemessenen Empfindlichkeitswerten und gleichen Ausgangsleistungen im praktischen Betrieb an derselben Antenne auch gleiche Empfangsergebnisse bringen. Es zeigt sich jedoch, daß diese Annahme unter Umständen unzutreffend ist.

Im folgenden soll das an Hand eines Beispieles gezeigt werden. Die hierbei angeführten Zahlenwerte sind der größeren Anschaulichkeit zuliebe zum Teile etwas extrem gewählt. Auch wurden einige Vorgänge, die praktisch bei den beschriebenen Versuchen nebenbei auftreten, der Übersichtlichkeit halber weggelassen.

Zwei Empfänger mit der gleichen Gesamtverstärkung

Die Bilder 1 und 2 veranschaulichen zwei Empfänger mit grundsätzlich gleichem Aufbau: Prinzipschaltung, Stufenzahl, hoch-

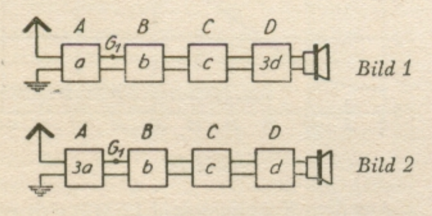


Bild 1

Bild 2

frequenz- und niederfrequenzseitige Bandbreite, Ausgangsleistung sowie Gesamtverstärkung und somit auch die gemessene Empfindlichkeit stimmen bei beiden Geräten vollkommen überein.

Der Unterschied zwischen den Geräten 1 und 2 besteht lediglich darin, daß die Gesamtverstärkungen auf die einzelnen Stufen verschieden verteilt sind.

Die einzelnen Teile bzw. Stufen der Empfänger sind in den Bildern mit A, B, C und D bezeichnet.

- A ist die Antennenkopplung
- B enthält den Empfangsgitterkreis sowie die Misch- und Oszillatorstufe mit der zugehörigen Röhre
- C enthält die Zwischenfrequenzstufe und den Empfangsgleichrichter mit der zugehörigen Röhre
- D enthält die Niederfrequenz-Vorstufe und die Niederfrequenz-Endstufe mit den dazu gehörigen Röhren.

a, b, c, d geben die zu den Teilen A, B, C und D gehörigen Grundverstärkungsgrade an. – Die Gesamtverstärkung wird durch das Produkt aus den Einzelverstärkungen dargestellt. Demnach ist die Verstärkung, wenn der Empfänger 1 mit einer Niederfrequenzverstärkung $3 \cdot d$ arbeitet, während im Empfänger 2 die Niederfrequenzverstärkung d durch eine Spannungsüberhöhung von $3 \cdot a$ in der Antennenankopplung wettgemacht wird, für

$$\text{Empfänger 1} = a \cdot b \cdot c \cdot (3 \cdot d) = 3\,abcd$$
$$\text{Empfänger 2} = (3 \cdot a) \cdot b \cdot c \cdot d = 3\,abcd$$

Beide Empfänger haben somit dieselbe Gesamtverstärkung. Der Unterschied besteht jedoch darin, daß bei dem Empfänger 1 die Niederfrequenzverstärkung $3 \cdot d$ ist und die Antennenspannungsüberhöhung nur $1 \cdot a$ beträgt, während der Empfänger 2 für die Antennenspannungsüberhöhung $3 \cdot a$ und für die Niederfrequenzverstärkung nur $1 \cdot d$ aufweist.

Für beide Empfänger werde nach der eingangs beschriebenen Methode eine Empfindlichkeit von je 15 μV gemessen.

Verschiedenheit in der Wirkung

Es wäre anzunehmen, daß die beiden Empfänger auf Grund der Gleichheit ihrer gemessenen Empfindlichkeiten von 15 μV bei der praktischen Empfangsprüfung ein und denselben Rundfunksender gleich laut und gut wiedergeben würden. Das aber tun sie nicht. Bei hoher Verstärkung treten nämlich in den einzelnen Verstärkerstufen Rauschspannungen auf, welche sich aus dem Röhrenrauschen, Kreisrauschen und Widerstandsrauschen zusammensetzen. Und diese Rauschquellen sind bei den beiden Geräten des Beispieles verschieden wirksam.

Wegen der Uneinheitlichkeit der Antennen für Rundfunkgeräte wollen wir hier die Stufe *A* als Rauschquelle bei unseren weiteren Betrachtungen unberücksichtigt lassen. In allen anderen Teilen der beiden Geräte treten hingegen Rauschspannungen auf, die von den jeweiligen Arbeitsbedingungen unabhängig sind: Bei der Stufe *B* entstehen im Gitterkreis sowie in der Mischröhre Rauschspannungen, die ins Gewicht fallen. Ebenso treten bei der Stufe *C* in den Kreisen wie auch in der zugehörigen Röhre Rauschspannungen auf. Dasselbe gilt für die Stufe *D*, wobei nur an Stelle des Kreisrauschens das Widerstandsrauschen tritt. Sofern die Niederfrequenzverstärkung ein bestimmtes Maß nicht überschreitet, was in beiden Fällen des Beispieles zutreffen möge, kann die Stufe *D* als Rauschquelle außer acht gelassen werden. Selbst die Stufe *C* leistet meist nur einen geringen Beitrag zu der Gesamt-Rauschspannung der Geräte, da für ihren Rauschspannungsanteil schon nicht mehr die Gesamtverstärkung der Empfänger wirksam ist. Am stärksten wirkt sich somit die Rauschspannung der Mischstufe *B* aus.

Je größer die Verstärkung nach der Mischstufe eines Empfängers ist, desto höher liegt bei gleichen Mischstufen-Rauschspannungen der Wert der am Ausgang des Empfängers auftretenden Gesamt-Rauschspannung.

Da die auf die Mischstufe folgende Verstärkung infolge der dreifachen Niederfrequenzverstärkung im Gerät 1 gegenüber Gerät 2 den dreifachen Wert aufweist, wird somit auch die Gesamt-Rauschspannung von Gerät 1 dreimal höher als die von Gerät 2. Eine dreimal so hohe Rauschspannung bedeutet eine neunmal so hohe Rauschleistung. Nutzspannung bzw. Nutzleistung fallen bei beiden Geräten jedoch für denselben Sender gleich aus, da bei Gerät 2 die geringere Niederfrequenzverstärkung durch die größere Spannungsüberhöhung des Eingangssignals im Empfängerteil *A* wieder ausgeglichen wird.

Solange das Eingangssignal ein bestimmtes Maß nicht überschreitet, tritt in den Empfängern die selbsttätige Schwundregelung noch nicht in Tätigkeit, weshalb bei schwachem Empfang die volle Gesamtverstärkung wirksam ist, so daß sich in diesem Zustande die Rauschspannungen am stärksten auswirken.

Gilt für Gerät 2 beim Empfang des Signals, bei dem die Regelspannungserzeugung einsetzt:

$$\frac{\text{Nutzleistung}}{\text{Rauschleistung}} = \frac{x}{y},$$

so wird dieses Verhältnis für Gerät 1

$$\frac{\text{Nutzleistung}}{\text{Rauschleistung}} = \frac{x}{9y}.$$

Falls das Verhältnis $\frac{x}{y}$ bei Empfänger 2 so groß ist, daß gerade noch eine in bezug auf das Rauschen tragbare Wiedergabe möglich ist, so wird bei Empfänger 1 ein Empfang desselben Signals schon unmöglich, da bei diesem die Rauschleistung den neunfachen Wert derjenigen von Empfänger 2 erreicht.

Verschiedene Aufteilung der Verstärkung und selbsttätige Schwundregelung

Auch bezüglich der selbsttätigen Schwundregelung besteht zwischen 1 und 2 ein Unterschied. Dies soll an Hand eines Zahlenbeispieles erläutert werden: Bei beiden Empfängern sei die Regelspannungsverzögerung so gewählt, daß eine wirksame Regelung erst einsetzt, wenn am Gitter G_1 der Mischröhre eine Hochfre-

quenzspannung von 135 μV auftritt. Bei Empfänger 2 wird dieser Zustand schon erreicht, wenn am Eingang eine Hochfrequenzspannung von einem Drittel dieses Wertes also von $\frac{135}{3} = 45$ μV auftritt, während bei Empfänger 1 die Spannung von 135 μV am Gitterpunkt G_1 erst erreicht wird, wenn das Eingangssignal ebenfalls 135 μV beträgt, da hier im Teil *A* keine Spannungsüberhöhung stattfindet.

Während also bei 2 die Regelung schon bei einem Eingangssignal von 45 μV beginnt, fängt sie bei 1 erst mit einem Eingangssignal von 135 μV an. Der Schwundausgleich ist also bei Empfänger 1 weniger „tief" als bei Empfänger 2.

Empfindlichkeitsmessung mit Berücksichtigung der Rauschleistung

Die nach der eingangs beschriebenen Methode gemessene Empfindlichkeit darf man lediglich als Maß für die gesamte V e r s t ä r k u n g eines Empfängers werten. Soll die wirklich auswertbare E m p f i n d l i c h k e i t erfaßt werden, so muß man die Rauschleistung berücksichtigen.

Empfindlichkeitsmessungen, bei denen das Verhältnis zwischen Nutzleistung und Rauschleistung mit berücksichtigt wird, können auf mehrere Arten durchgeführt werden. Will man von den bisher üblichen Mikrovolt-Angaben und von der Messung bei 50 mW nicht abgehen, so kann man beispielsweise folgendermaßen verfahren:

Der Lautstärkeregler des zu untersuchenden Empfängers wird voll aufgedreht. An die Eingangswicklung seines Ausgangsübertragers, d. h. zwischen Endröhren-Anode und Pluspol legt man einen Spannungszeiger, der die Niederfrequenzausgangsspannung U angibt. Aus ihr folgt die Ausgangsleistung N so: $N = U^2 : R_a$. Den Widerstand R_a ermittelt man aus dem 1,25-fachen Gleichstromwiderstand der Lautsprechertriebspule (1,25 R_t), den Wicklungswiderständen des Ausgangsübertragers (R_{w1} und R_{w2}), dessen Übersetzungsverhältnis ($ü$) und dem Widerstand des Spannungszeigers R_v:

$$R_a = \frac{R_g \cdot R_v}{R_g + R_v}, \text{ worin}$$

$$R_g = 1{,}25 \cdot R_t \cdot ü^2 + 2\, R_{w1},$$

wenn $ü$ so angesetzt ist, daß es größer als 1 ausfällt (also $ü$ hier = Eingangsspannung: Ausgangsspannung). Man rechnet den Zusammenhang zwischen Ausgangsspannung und Ausgangsleistung für etwa 20 bis 100 mW Ausgangsleistung aus.

Dann gibt man auf den Eingang des Empfängers über ein geschirmtes Kabel und eine künstliche Antenne die Ausgangsspannung eines mit 30% modulierten Hochfrequenz-Senders. Dabei erhält man am Ausgang weder die reine Nutzspannung noch die reine Rauschspannung, sondern die Summe aus beiden. Man wird deshalb zunächst die modulierte Hochfrequenzspannung so einregeln, daß sich am Ausgang eine Gesamtleistung von etwa 50 mW ergibt. Anschließend schaltet man die Modulation des Senders ab, läßt jedoch die unmodulierte Hochfrequenzspannung in derselben Einstellung auf den Empfänger einwirken. Diese unmodulierte Hochfrequenzspannung ruft nun im Empfänger den Hauptteil der Rauschleistung hervor. Man erhält also z. B.: Gemessene Ausgangsleistung 50 mW, zugehörige Rauschleistung 20 mW, Nutzleistung demnach 30 mW. Nun werden noch ein paar weitere Messungen mit etwas höheren, wieder modulierten Eingangsspannungen vorgenommen und zwar bis man die Nutzleistung von 50 mW mit erfaßt. Die bei 50 mW Nutzleistung entstehende Rauschleistung ist maßgebend für den Vergleich zwischen Nutz- und Rauschleistung.

Die Messung erscheint in der Beschreibung etwas umständlich. Sie läßt sich jedoch mit einem stetig regelbaren Meßsender, dessen Modulation durch einen Schalter ab- und zugeschaltet werden kann, sehr rasch durchführen.

Zu der Wahl der Meßbedingungen

Wie sich aus den Messungen in Übereinstimmung mit den Überlegungen ergibt, ist das Verhältnis zwischen Rausch- und Nutzspannung bei Ausgangsleistungen un-

ter 50 mW ungünstiger und wird günstiger, wenn die Ausgangsleistung über 50 mW hinausgeht. Die Messung bei 50 mW Nutzleistung ist nach den praktischen Erfahrungen jedoch wohl die richtige. Bei kleineren Eingangsspannungen die Beurteilung der Empfänger vorzunehmen, wäre ungünstig, weil dann die Rauschspannung zu groß wird. Über 50 mW hinauszugehen, wäre nicht richtig, weil dabei schon die Schwundregelung einsetzen kann, die die Verhältnisse ändern würde.

Bei Überlagerungsempfängern treten wirklich störende Rauschspannungen erst auf, wenn man auf den Eingang eine zur jeweiligen Abstimmung des Gerätes passende Hochfrequenzspannung gibt. Die Rauschspannung, die auftritt, wenn der Empfängereingang durch eine künstliche Antenne kurzgeschlossen wird, ist praktisch so gering, daß sie beim Empfang nicht stört.

Die Auswertung der Messungen

Durch die Messung bei einer Nutzleistung N_N von 50 mW erhält man die zu ihr gehörigen Werte der Hochfrequenz-Eingangsspannung E_N und der Rauschleistung N_R.

Um nun die wirksame Empfindlichkeit E' unter Berücksichtigung des Verhältnisses $\frac{\text{Nutzleistung}}{\text{Rauschleistung}}$ auszudrücken, bringt man die Meßresultate wie folgt zueinander in Beziehung:

$$\text{Auswertbare Empfindlichkeit } E' = \frac{E_N \cdot G}{\frac{N_N}{N_R}}$$

Der Gütewert G, das für eine bestimmte Empfängerklasse geltende Sollverhältnis $\frac{N_N}{N_R}$, muß für jede Empfängerart festgelegt werden, da G z. B. für Empfänger mit Lautsprecherbetrieb für Musikübertragungen höher sein muß als für Telegraphie-Empfänger. Je höher die Ansprüche sind, die man bezüglich der Rauschfreiheit an einen Empfänger stellt, um so größer ist der Wert für G anzusetzen.

Ein Zahlenbeispiel für die Berücksichtigung der Rauschleistung

Im folgenden wird für die beiden Empfänger 1 und 2 ein Zahlenbeispiel für die Bestimmung von E' gebracht:

Für die Klasse dieser beiden Empfänger soll $G = 5$ sein.

Empfänger 1

Gemessene Empfindlichkeit E	15 µV
Nutzleistung N_N	50 mW
Für 50 mW Nutzleistung benötigte Eingangsspannung E_N	20 µV
Gemessene Gesamtleistung bei 50 mW Nutzleistung	95 mW
Gemessene Rauschleistung N_R	45 mW
Gütewert G	5

$$\text{Tatsächliche Empfindlichkeit } E' = \frac{E_N \cdot G}{\frac{N_N}{N_R}}$$

$$\frac{20 \cdot 5}{\frac{50}{45}} = 135\ \mu\text{V}.$$

Empfänger 2

Gemessene Empfindlichkeit E	15 µV
Nutzleistung N_N	50 mW
Für 50 mW Nutzleistung benötigte Eingangsspannung E_N	16 µV
Gemessene Gesamtleistung bei 50 mW Nutzleistung	55 mW
Gemessene Rauschleistung N_R	5 mW
Gütewert G	5

$$\text{Tatsächliche Empfindlichkeit } E' = \frac{E_N \cdot G}{\frac{N_N}{N_R}}$$

$$\frac{16 \cdot 5}{\frac{50}{5}} = 8\ \mu\text{V}.$$

Wie das Beispiel zeigt, ergeben sich für die beiden Empfänger bei der Bestimmung von E' verschiedene Empfindlichkeitswerte, die der Wirklichkeit viel näher kommen als die nach der bisher üblichen Methode gemessenen Werte.

Mechanisch gesteuerte Elektronenröhren

Von Dr. P. Roßbach, Berlin

Es ist üblich, die Stromdurchlässigkeit einer Elektronenröhre durch die Spannung eines Steuergitters zu beeinflussen. Da hierdurch Änderungen des Anodenstromes in befriedigender Weise möglich sind, hat es auf den ersten Blick den Anschein, als könnte die mechanische Steuerung der Elektronenröhren kein Interesse beanspruchen. Es zeigt sich jedoch, daß Lösungen der Aufgabe, bei einer Elektronenröhre Stromänderungen durch mechanisch oder magnetisch bewirkte Lageänderungen einer oder mehrerer Elektroden zu erzielen, in der Patentliteratur mehrfach vorgeschlagen worden sind. Über eine Auswahl solcher Vorschläge soll im nachfolgenden berichtet werden.

Mechanische Steuerung über eine Membran

Schon vor mehr als 20 Jahren war es bekannt, Dreipolröhren durch Änderung der Röhrenpol-Abstände zu steuern. Bild 1

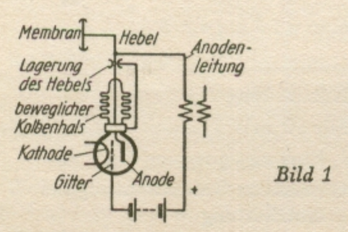


Bild 1

(DRP. 408 670) gibt eine Anordnung von Huth wieder, mittels derer mechanische Schwingungen (vorzugsweise Schallwellen) in elektrische Werte umgewandelt werden sollten. Der Kolben enthält eine Anode und ein Gitter sowie eine Kathode. Die Anode ist an einem Haltedraht befestigt, der durch den Kolbenhals hindurchgeführt und außerhalb des Kolbens mit der Membran starr verbunden ist. Der negative Pol der Anodenbatterie steht mit der Kathodenzuführung und ihr positiver Pol über die Eingangswicklung eines Niederfrequenzübertragers mit der Anode in Verbindung. Die ankommenden Schallwellen wirken auf die Membran, bei deren Durchbiegung mechanische Bewegungen auf die Anode übertragen werden, wodurch Abstandsänderungen zwischen den Röhrenpolen auftreten. Die Folge davon sind Stromschwankungen, die auf den Niederfrequenzübertrager wirken.

Eine ähnliche Anordnung schlugen S&H 1926 (DRP. 581 099) zur Messung kleiner Längenänderungen sowie Geschwindigkeits- oder Druckänderungen strömender Gase oder Flüssigkeiten vor. Die Elektronenröhre ist etwa gemäß Bild 2 ausgestaltet.



Bild 2

Der durch die Membran abgeschlossene Kolben enthält zwischen der Kathode und der Anode zwei Gitter, deren eines von der Membran getragen wird. Bei Druckänderungen, die die Membran durchbiegen, werden die Lücken des fest angeordneten Gitters mehr oder weniger von den Gitterstegen des beweglichen Gitters überdeckt. Dadurch wird der von der Elektronenquelle zur Anode übergehende Strom geschwächt.

Ein Vorschlag der Marconi-Gesellschaft (Britisches Patent 503 852 vom 14. 10. 37) ist mit der Anordnung nach Bild 2 sehr eng verwandt. Ihm gemäß kann zur Umwandlung mechanischer Bewegungen in Stromänderungen eine Elektronenstrahlröhre dienen, deren Elektronenstrahl von einer bewegbaren Fangelektrode ganz oder zum Teil aufgenommen wird (Bild 3). Die Fangelektrode ist mittels



Bild 3

einer Übertragungsstange an einer Membran befestigt, die den Ansatz des Röhrenkolbens abschließt. Die Fangelektrode ist so angeordnet, daß sie bei ihren Bewegungen mehr oder weniger in die Bahn des Elektronenstrahles hineinragt, der von dem Strahlerzeugungssystem zur Anode übergeht.

Mechanische Steuerung über bewegliche Massen

Olive Scott Petty hat 1932 einen Seismographen (Amerika 1 864 214) angegeben, der im wesentlichen aus einer Elektronenröhre mit einer beweglichen, mit Masse beschwerten Elektrode besteht. Wie aus Bild 4 ersichtlich, ist an der Anode eine

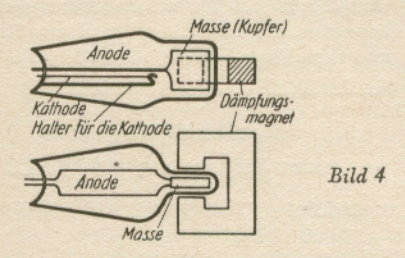


Bild 4

(aus Kupfer bestehende) Masse befestigt. Sobald Beschleunigungskräfte auftreten, wird die massebeschwerte Anode bewegt, so daß sich der Elektronenabstand und mit ihm der Stromdurchgang ändert. Zur Dämpfung der Bewegungen der Masse dient das durch den Magneten erzeugte Feld, das bei Bewegungen der Masse in ihr Wirbelströme verursacht.

Die mechanische Übertragung der zu messenden Bewegung durch die Kolben-

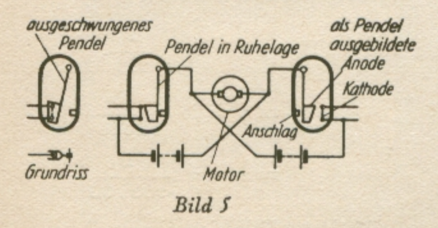


Bild 5

wand in das Innere des Kolbens ist auch bei dem Vorschlag von Merland (Frankreich 605 075) vermieden. Die in Bild 5 dargestellte Anordnung wirkt in folgender Weise: Wenn die nach Art eines Pendels ausgebildete und angeordnete Anode sich in der Ruhelage befindet, ist der von der Kathode zur Anode übergehende Strom so schwach, daß der Motor nicht in Betrieb gesetzt wird. Treten jedoch Beschleunigungskräfte etwa dadurch auf, daß man die Anordnung in Bewegung setzt, so wird eine Anode ausgelenkt und nähert sich der Kathode, so daß der diese Röhre passierende Strom wächst. Der Motor dreht sich dann in der einen oder anderen Richtung, je nachdem, welche der in dem Bild dargestellten Elektronenröhren angesprochen hat. Die Anordnung eignet sich beispielsweise zur Messung der Beschleunigung von Fahrzeugen.

Eine gleichfalls mit einer beweglichen Masse mechanisch gesteuerte Röhre stellt auch der Schweremesser (DRGM. 1 503 915) der Askania-Werke dar (Bild 6). Bei ihm

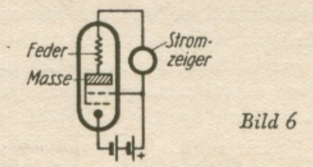


Bild 6

befindet sich z. B. im Kolben einer Glimmröhre ein System, dessen mittlerer Röhrenpol mit der an einer Feder befestigten beweglichen Masse verbunden ist. Die Röhrenpole stehen gegeneinander unter Spannung. Zwischen den zwei Röhrenpolen liegt ein Anzeigeinstrument eingeschaltet. Bei auftretenden Beschleunigungskräften tritt eine Verlagerung der Masse und damit eine gegenseitige Lageänderung der Röhrenpole auf. Die dadurch verursachten Änderungen der elektrischen Verhältnisse werden durch das Instrument angezeigt.

Beweglicher Röhrenhals

Die in Bild 7 gezeigte Anordnung (Amerika 2 155 419) hat einige Ähnlichkeit mit der Röhre von Bild 1. Hier werden mechanische Größen in Abstandsänderungen zwischen der Kathode einerseits und den beiden Anoden anderseits und da-

mit in Stromänderungen umgewandelt. Die beiden Teilanoden sind durch die verstellbaren Widerstände zu einer Brücke

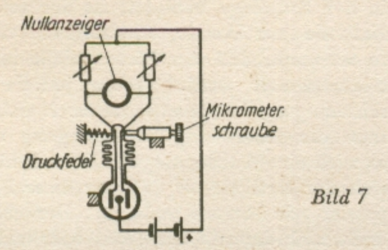


Bild 7

ergänzt, in deren Nullzweig ein Anzeigeinstrument liegt. Bei Lageänderungen der Teilanoden, die z. B. durch die in Bild 7 angedeutete Mikrometerschraube erzwungen werden können, ändern sich die Stromanteile, die auf die als Brückenzweige dienenden Teilanoden gelangen.

Magnetisch-mechanische Steuerung

Bekanntlich versagt die Steuerung mit Hilfe von Gitterspannungsschwankungen bei gasgefüllten Röhren. (Die in diesen Röhren anwesenden positiven Ionen wandern zu dem negativ aufgeladenen Gitter und neutralisieren seine Ladung.) Insbesondere gelingt es nicht, eine einmal gezündete Gasentladung in der bei Elektronenröhren üblichen Weise durch eine negative Gitterspannung zu löschen. Bei gasgefüllten Röhren gibt die mechanische Steuerung Möglichkeiten zur Steuerung und zur Unterbrechung des Stromes.

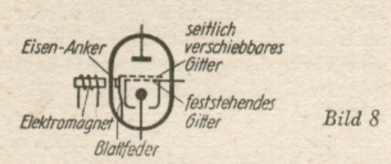


Bild 8

Bei der in Bild 8 (Amerika 1 997 986 vom 16. 4. 35) veranschaulichten Röhre wird der zwischen der Kathode und der Anode fließende Strom gezwungen, eine Anzahl von Öffnungen zu passieren, deren Weite beispielsweise durch magnetische Wirkung von außen her verändert werden kann. Zu diesem Zweck befindet sich in der Nähe der Wand der Röhre ein Elektromagnet, der den von einer Feder gehaltenen ferromagnetischen Anker und damit die mit Öffnungen versehene Scheibe bewegen kann. Die Scheibe wird dabei über die gleichfalls mit Öffnungen versehene

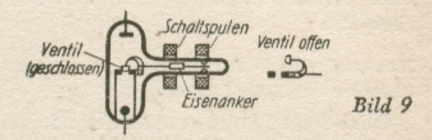


Bild 9

obere Wandung des glockenförmigen Teiles geführt, der die Kathode umgibt.

Grundsätzlich ähnlich arbeitet die Einrichtung von Winter (Amerika 2 053 930 vom 8. 9. 36), in der ein elektromagnetisch bewegtes, mechanisches Ventil zur Stromunterbrechung benutzt wird (Bild 9).

Berichtigungen zum Jahrgang 1941/42

1. Auf Seite 77 sind nur 1 Mikrofarad und 10 000 Ohm zugrundegelegt, während 4 Mikrofarad und 40 000 Ohm gegeben waren. Damit wird $\frac{U_2}{U_1}$

   für 50 Hz zu $n = 1$ $\quad \frac{1}{50}$,

   zu $n = 2$ $\quad \frac{1}{157}$,

   zu $n = 4$ $\quad \frac{1}{116}$,

   (günstigster Fall hierbei $n = 2$)

   für 500 Hz zu $n = 1$ $\quad \frac{1}{500}$,

   zu $n = 2$ $\quad \frac{1}{15\,626}$,

   zu $n = 4$ $\quad \frac{1}{955\,702}$,

   (günstigster Fall hierbei $n = 4$).

2. Auf Seite 78 muß es in der Lösung zu Aufgabe 3 heißen: 13,3 mH statt 1,33 mH.



Schalter aller Art, Widerſtände, Spulen und Zubehör, Morſetaſten, Summer und viele andere Bauteile

ALFRED LINDNER
MACHERN 35 (Bezirk Leipzig)
Werkstätten für Feinmechanik
Lieferung jetzt nur für Wehrmacht und Export

SCHULE DES FUNKTECHNIKERS

Das vielbewährte, gründliche Lehr- und Übungsbuch des Funkpraktikers kann in der neubearbeiteten 5. Auflage Anfang 1942 wieder geliefert werden.

3 Bände. – Gesamtumfang 939 Seiten
Gebunden RM 48.–

Zu beziehen durch Ihre Buchhandlung
Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

Jahre Kondensatoren

für Rundfunk
Telephonie
Telegraphie
Fernsehen
Hochspannung
Meßtechnik

Gleichstrom-Hochspannungs-Prüfgeräte
Tera-Ohmmeter zur Messung höchster Isolationswerte

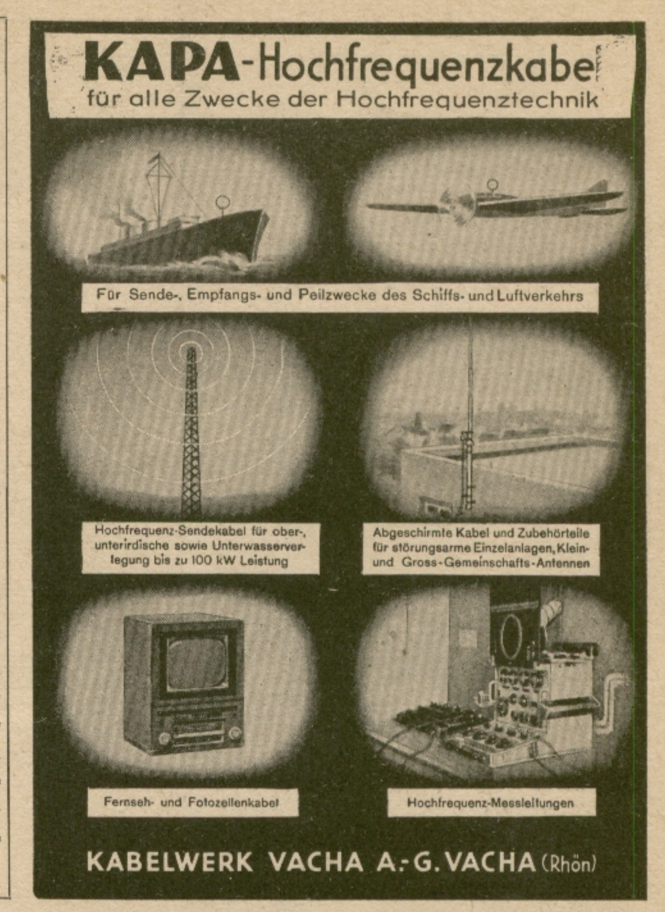
RICHARD JAHRE
Spezialfabrik für Kondensatoren
BERLIN SO 16, Köpenicker Str. 33



„Hans Wiesemanns ‚Praktische Funktechnik'*) ist die ausgezeichnete, weitschichtige Arbeit eines alten Praktikers der Reichspost. Er sagt Gewichtiges über die Grundlagen der Schaltung, ihre Wahl, die Auswahl der Einzelteile, den Aufbau, den ersten Empfang, über Lautsprecher, Schallplattenspiel und Antenne. Mit diesem Rüstzeug kann man getrost an die Erhaltung der Betriebsfähigkeit, an die Pflege, den Empfängerumbau, die Fehlerbeseitigung und den Störschutz herangehen."

Telegraphen-Praxis.

*) Wiesemann: „Praktische Funktechnik" – 374 Seiten Großformat, mit 350 Abbildungen, 7 Tabellen, 9 Tafeln und 2 Modellbogen. Geheftet RM 15.—, in Ganzleinen gebunden RM 21.– Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart.



Soeben erschien

ELEKTRISCHE FERNMELDETECHNIK

Fernschreiben und Fernsprechen auf nahe und weite Entfernungen

Von Prof. Immanuel Herrmann

78 Seiten mit 160 Abbildungen . Kartoniert RM 2.50

Bezug durch Ihre Buchhandlung

Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, Pfizerstraße 5/7

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Verantwortlich für die Anzeigen: Phil. Otto Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany. Copyright 1942 by Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart. Druck: Chr. Belser, Stuttgart